



PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 2001069762 A

(43) Date of publication of application: 16.03.01

(51) Int. Cl

H02M 7/48**H02M 7/5387****H02P 7/63**

(21) Application number: 11246571

(71) Applicant: MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22) Date of filing: 31.08.99

(72) Inventor: KANEHARA YOSHIHIDE

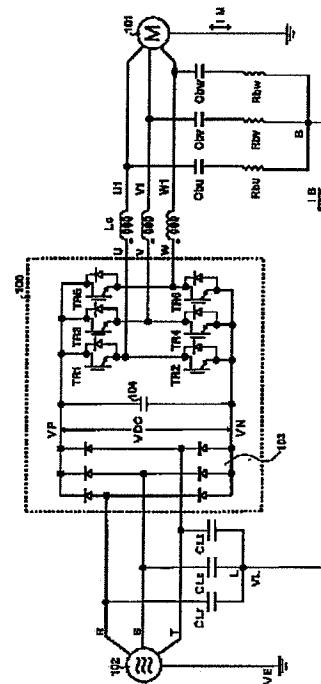
(54) LEAK CURRENT REDUCING FILTER FOR
INVERTER TYPE DRIVER

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To reduce high frequency noise and leak current of an electric apparatus, e.g. a motor, without causing increase of current flowing through a switching element or resonance between lines or at the neutral due to AC short circuit between lines by using relatively small common mode choke coil and capacitor.

SOLUTION: Common mode choke coils Lc are connected between an inverter 100 and an electric apparatus 101. Series circuits of capacitors Cbu, Cbv, Cbw and resistors Rbu, Rbv, Rbw are connected, at one end thereof, between the common mode choke coils Lc and the electric apparatus 101. The other ends of the series circuits are connected together and then connected with a virtual ground potential part L exhibiting a potential equivalent to the ground potential for frequency components higher than that of an AC power supply 102.

COPYRIGHT: (C)2001,JPO



(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-69762

(P2001-69762A)

(43)公開日 平成13年3月16日 (2001.3.16)

(51)Int.Cl.⁷

H 02 M 7/48

識別記号

F I

テ-マコ-ト(参考)

7/5387

H 02 P 7/63 3 0 2

H 02 M 7/48

M 5 H 0 0 7

F 5 H 5 7 6

Z

7/5387

H 02 P 7/63 3 0 2 C

Z

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 21 頁)

(21)出願番号

特願平11-246571

(22)出願日

平成11年8月31日 (1999.8.31)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 金原 好秀

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内

(74)代理人 100089118

弁理士 酒井 宏明

Fターム(参考) 5H007 AA01 AA08 BB06 CA01 CB05

CC01 CC09 EA02 HA02

5H576 BB03 BB06 DD02 EE11 HA02

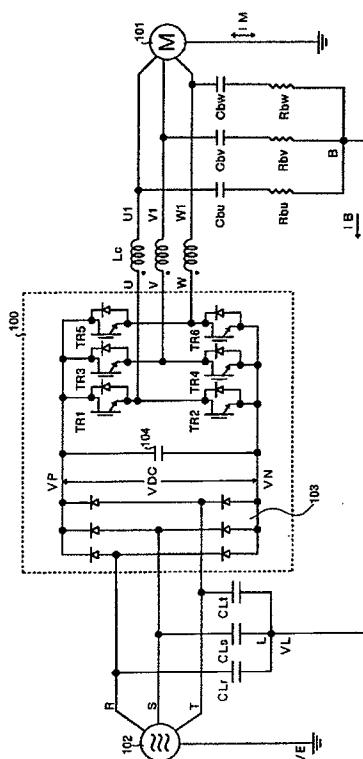
HA03 HB02

(54)【発明の名称】 インバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ

(57)【要約】

【課題】 比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用し、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減するとともに、モータ等の電気機器の漏洩電流を低減するフィルタを構成すること。

【解決手段】 インバータ100と電気機器101との間にコモンモードチョークコイルLcが接続され、コモンモードチョークコイルLcと電気機器101間の各線にコンデンサCbu, Cbv, Cbwと抵抗Rbu, Rbv, Rbwの直列接続体の一方を接続し、その直列接続体の他端を共通接続し、共通接続された直列接続体の他端を交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部Lに接続する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 交流電源を整流することにより直流電圧に変換し、スイッチング素子の導通率を制御して前記直流電圧を交流に変換し、モータ等の電気機器を駆動するインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタにおいて、

前記インバータと前記電気機器との間にコモンモードチョークコイルが接続され、前記コモンモードチョークコイルと前記電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の一方が接続され、前記直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された前記直列接続体の他端が前記交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されていること特徴とするインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項2】 前記仮想設置電位部は、交流電源の各線にそれぞれ接続された同一の静電容量のコンデンサの他端を共通に接続した共通接続点であることを特徴とする請求項1に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項3】 前記仮想設置電位部は、交流電位の各線のうち、接地した線であることを特徴とする請求項1に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項4】 前記仮想設置電位部は、交流電源を整流後の直流電圧の正電圧側、あるいは負電圧側、あるいは正電圧側と負電圧側のそれぞれに接続された2個のコンデンサの中間接続点であることを特徴とする請求項1に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項5】 コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータのPWMのキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流がコモンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないように前記コンデンサと抵抗の値が設定されていることを特徴とする請求項1に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項6】 コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータのPWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第1の直列接続体と、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第2の直列接続体を備えることを特徴とする請求項1～5のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項7】 前記第2の直列接続体は、前記第1の直

列接続体の抵抗に並列に接続されていることを特徴とする請求項6に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項8】 コモンモードチョークコイルと各線に接続した直列接続体により構成されるフィルタ回路が複数段接続されていることを特徴とする請求項1～7のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項9】 インバータの出力線を少なくとも一つの10円筒状またはドーナツ状の磁性体に通すことによりコモンモードチョークコイルが構成されていることを特徴とする請求項1～8のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項10】 インバータの出力線を通した円筒状の磁性体の外側を覆うシールド導体の電気機器側にコンデンサと抵抗の直列接続体の共通接続点が接続され、前記シールド導体のインバータ側が前記仮想設置電位部に接続されていることを特徴とする請求項9に記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【請求項11】 前記直列接続体のコンデンサが前記コモンモードチョークコイルと電気機器とを接続するシールドケーブルの線間静電容量により与えられることを特徴とする請求項1～10のいずれか一つに記載のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、インバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタに関し、特に、モータ等の電気機器をインバータで駆動したときに発生する漏洩電流を低減する漏洩電流低減フィルタに関するものである。

【0002】

【従来の技術】 図23は、インバータによるモータ駆動装置の従来例を示している。図23において、100はインバータを、101はインバータ100に接続されたモータを、102はインバータ100に電力を供給する交流電源をそれぞれ示している。

【0003】 上述のようなモータ駆動装置では、モータ101のケース（フレーム）はアース（接地）されている。交流電源102は単相交流電源または三相交流電源であり、これも、その中性点または、一線が接地されている。交流電源102の各線R、S、Tはインバータ100に接続され、インバータ100の整流回路103によって整流することにより直流電圧VDC（VP、VN）を得る。直流電圧VDCは、コンデンサ104により平滑され、リップルの少ない直流電圧VDCとなる。

【0004】 インバータ100のスイッチング素子TR1～TR6は、直流電圧VDCによる電流をPWM（パルス幅変調）スイッチングし、周波数と電圧を制御した交流電圧をモータ101に出力する。モータ101は、イ

ンバータ100が output する電流の周波数と電圧に従って回転する。したがって、インバータ100によりモータ101を駆動すると、モータ101の回転数を自由に変えることができ、モータ101を交流電源102に直接接続した場合に比べて多くの利点、応用が得られる。

【0005】図24は、モータ101の電気的な等価回路を示している。図24において、 L_u 、 L_v 、 L_w はモータの巻線のインダクタンスである。モータ101の鉄心はケイ素鋼板等により構成され、鉄心に多くの巻数で電線が巻かれているので、巻線のインダクタンスは1~10 mHと大きな値である。

【0006】 R_u 、 R_v 、 R_w はモータ101の出力を抵抗に置き換えたもので、軸にトルクをかけて回転することにより機械的仕事をして、その仕事を抵抗で消費する電力に置き換えたものである。抵抗 R_u 、 R_v 、 R_w はモータ101の出力(大きさ)によって変動し、1~1000 Ω程度の変化がある。 C_{Lu} 、 C_{Lv} 、 C_{Lw} は、各巻線のモータケース(フレーム)に対する浮遊静電容量である。また、 R_{Lu} 、 R_{Lv} 、 R_{Lw} は浮遊静電容量 C_{Lu} 、 C_{Lv} 、 C_{Lw} に存在する抵抗成分である。モータ101は以上の等価成分から成っている。

【0007】ここで、インバータ100を高いキャリア周波数でPWM制御した波形をモータ101に加えると、モータ101に流れる電流のうち、巻線のインダクタンス L_u 、 L_v 、 L_w に流れる電流はほぼ滑らかな交流電流となる。これは、インダクタンス L_u 、 L_v 、 L_w の値が高いので、低い周波数の成分しか流れないことによる。従って、モータ101の回転力はキャリア周波数の影響を殆ど受けない。

【0008】しかし、たとえば、スイッチング素子TR1がON、TR2がオフし、出力線Uの電圧 V_u だけがVNからVPに急峻に上昇すると、静電容量 C_{Lu} と抵抗 R_{Lu} に漏洩電流 I_u が流れる。この電流は出力線Vの電圧 V_v が下降する時も、また出力線Wの電圧変動においても同様に漏洩電流 I_v 、 I_w が流れる。従って、漏洩電流 I_M は I_u 、 I_v 、 I_w の和として流れる。静電容量 C_{Lu} 、 C_{Lv} 、 C_{Lw} の代表的な値は1000PF~5000PFの比較的小さな値であり、抵抗 R_{Lu} 、 R_{Lv} 、 R_{Lw} の代表的な値も10~500Ωである。

【0009】しかし、インバータのスイッチング素子は高速でスイッチングするので、 dV/dt が高く、この漏洩電流のピーク電流値は1~2A程度の高い値になる。

【0010】図25(a)は、インバータ100の出力線Uの電流を示している。この図では、平均的には正弦波30Hzの電流が流れている。しかし、非常に高いキャリア周波数の電流成分が重畠して流れている。この電流は、主として線間静電容量と、アース間静電容量に流れる電流である。アース間静電容量に流れる電流の大部

分は C_{Lu} 、 C_{Lv} 、 C_{Lw} を流れ漏洩電流 I_M となる。

【0011】図25(c)は、出力線UとVN間の電圧を示している。この図では、PWMされた部分は周波数が高くてわからないが、VPとVNに高い周波数でスイッチングしているのがわかる。この電圧波形の、各出力線U、V、Wの電圧の和とVN間の電圧波形が図25(d)に示されている。図25(b)は、出力線U、V、Wの電圧の和 VS とアース電圧 VE 間の電圧を示している。この電圧は整流回路103によるVNの電圧変化に図25(d)に示されている電圧が加わった波形である。この電圧波形は、インバータ出力の中性点電圧 VS という。従って、漏洩電流 I_M は、中性点電圧 VS の変化により巻線フレーム間の静電容量 C_{Lu} 、 C_{Lv} 、 C_{Lw} を流れる電流であることが云える。

【0012】図26、図27は、漏洩電流 I_M の詳細波形を示している。これらの図より、中性点電圧 VS が急峻に変動したときに、漏洩電流 I_M がその変動に伴って流れていることがわかる。この例では、0.5~1.5Aの高いピーク電流をもつ漏洩電流 I_M が流れている。

【0013】図28は、インバータによるモータ駆動装置の他の従来例を示している。従来例2のモータ駆動装置は、インバータ100の出力部とモータ101との間にコモンモードチョークコイル L_c を有している。コモンモードチョークコイル L_c は、高いインダクタンスのものを使用すれば、モータ101にかかる電圧の中性点電圧の変動をある程度低減できる。

【0014】図29は、コモンモードチョークコイル L_c を有するモータ駆動装置のインバータ100の出力の中性点電圧 VS と、モータ101の中性点電圧 $VS1$ の波形を示している。インバータ100の中性点電圧 VS はコモンモードチョークコイル L_c を通ると、中性点電圧 $VS1$ のように急峻には変化しなくなり、滑らかになっている。従って、モータ101の漏洩電流 I_M はある程度は低減される。しかし、これは、モータ101の巻線と図24に示すフレーム間の静電容量 C_{Lu} 、 C_{Lv} 、 C_{Lw} が小さいために、非常に大きなインダクタンスのコモンモードチョークコイル L_c を使用しなければならない。

【0015】図30は、インバータによるモータ駆動装置の他の従来例として、平成6年電気学会産業応用部門全国大会No.87「PWMインバータが発生する高調波漏れ電流のモデリングと理論解析」に開示されたモータ駆動装置を示している。この論文に示されているモータ駆動装置では、コモンモードチョークコイル L_c の後段に、ノーマルモードチョークコイル L_f とコンデンサ C_f によるスイッチングリップ除去用のLCフィルタが組み込まれている。また、コンデンサ C_f と直列に、コンデンサ C_f を通して流れれるコモンモード電流を制限するためのコンデンサ C_n が挿入されている。

【0016】この論文に示されているモータ駆動装置の特徴は、コモンモードチョークコイルLcとノーマルモードチョークコイルLfと、比較的大きな容量のコンデンサCx、Cnを使用している点である。ノーマルモードチョークコイルLfは、コンデンサCxによる相間の交流的短絡に対しインバータの出力電流が増加しないように働く。そして、ノーマルモードチョークコイルLfとコンデンサCxの線間の共振に対しては、コンデンサCxの静電容量を非常に大きな値にして共振周波数をキャリア周波数に対して下げることで可能にしている。

【0017】上述のような回路構成によれば、コンデンサCxは大きな静電容量のものが必要になり、大電流が流れ、形状が大きく、高価である。また、コンデンサCx、Cnを流れる電流が大きく、コモンモードチョークコイルLcが飽和しないようにするために、重く、大きな形状のコモンモードチョークコイルLcが必要となる。また、ノーマルモードチョークコイルLfも、比較的大きなインダクタンスで、キャリア周波数の高い周波数の電流が流れ、モータ101に流れる電流がそれぞれに流れるので太い巻線で重く、大きな形状のコイルとなる。

【0018】図31は、特開平9-84357号公報に開示されているインバータによるモータ駆動装置を示している。このモータ駆動装置で使用されているリアクトルLsは3相スター結線した特殊なリアクトルであるが、動作は図30に示されているノーマルモードチョークコイルLfと同等であり、リアクトルLsとコンデンサCxによりLCフィルタを構成している。この従来例のものも、図30に示されているもの同様に、大きいコモンモードチョークコイルLc、リアクトルLs、コンデンサCx、Cnが必要で、実用的でない。

【0019】図32は、特開平6-292369号公報に開示されている電力供給装置（電力変換装置）を示している。この公報に示されている電力供給装置は、無停電電源装置150の出力部分にノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lzと、スター接続されたコンデンサCx、Cy、Czを有し、コンデンサCx、Cy、Czの共通接続部分MAを直流電圧の中間点電圧Nと交流電源102の中性点Pに接続している。

【0020】ノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lz及び、コンデンサCx、Cy、Czは装置の出力の高周波成分を減衰させ、基本波を出力するために使用されているもので、ローパスフィルタを構成している。ノーマルチョークコイルLx、Ly、Lzは負荷側への出力電流が流れるので、大きなインダクタスとなり、コンデンサCx、Cy、Czも大きくなる。また、共通接続部分MAを通る電流が交流電源102の中性点Pに流れるので、接地電流として大きな漏洩電流が流れる。

【0021】図33、図34は、特開平9-29438

1号公報に開示されている入出力非絶縁型の電力変換装置を示している。この公報に示されている電力変換装置は、出力部に、ノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lzと、スター接続されたコンデンサCx、Cy、Czを有している。

【0022】この電力変換装置におけるノーマルモードチョークコイルLx、Ly、Lzは、各線ごとに独立したリアクトルであり、高いインダクタンスを必要とする回路では、大きくて重いものが必要になる。スター接続されたコンデンサCx、Cy、Czは、インバータ出力の線間のキャリア周波数成分を吸収することはできるが、インバータ出力の中性点の電位変動を低減する効果を期待できない。また、各線毎に独立したノーマルモードチョークコイルLx、Ly、LzとコンデンサCx、Cy、Czにより構成されているから、LC回路はそれぞれ個別に振動し、負荷側の中性点電圧は必ずしも低減されず、漏洩電流の低減を期待できない。

【0023】図35は、特開平9-205799号公報に開示されているインバータによるモータ駆動装置を示している。このモータ駆動装置は、インバータの出力部に、コモンモードチョークコイル（共通リアクトル）Lcと、共通コンデンサCcを有し、共通コンデンサCcの共通点を接地している。また、仮想接地点Q'はインバータのケースに浮遊静電容量をもって接続され、インバータのケースに接地されている。

【0024】したがって、共通コンデンサCcを通った漏れ電流は全て接地（アース）側に流れ、モータ101に対する零相電圧を低減できる。しかし、接地側に流れた電流は交流電源102に帰還し、接地線の漏れ電流が増加する。この漏れ電流が増加すると、インバータの入力側に設けられる漏電遮断器が誤差動するおそれがある。

【0025】

【発明が解決しようとする課題】インバータによるモータ駆動装置では、インバータとモータを直接接続すると、モータの巻線とフレーム間の静電容量を通して高いピーク値の漏洩電流が流れ、交流電源側に入れたノーヒューズブレーカや漏電遮断機を誤作動させたり、モータの軸受（ボールベアリング）にこの電流が流れることで、軸受のベアリング面に電触を生じさせて騒音の増大等を招き、モータの寿命を短くするなどの問題点があった。

【0026】インバータの出力にコモンモードチョークコイルのみを接続したものは、その漏洩電流低減効果が少なく、この効果を出すためには、大きなコモンモードチョークコイルを使用し、インダクタンスを高くするため、多数回の巻線をしなければならず、大型、高価になる欠点があった。

【0027】また、コモンモードチョークコイルとノーマルモードチョークコイル、または3相スター結線のリ

アクトルを接続し、コンデンサのみで電位安定点に接続したものは、ノーマルモードチョークコイルの形状が大きく、高価になり、コンデンサの静電容量が大きいので、形状が大きく、高価であると共に、線間の共振が発生する。また、コンデンサを流れる電流が大きいので、コモンモードチョークコイルが飽和しないように大型のコアを使用することになり、高価になる等の欠点があった。

【0028】またスター接続された各相のコンデンサは、インバータ出力の線間のキャリア周波数成分を吸収することはできるが、インバータ出力の中性点の電位変動を低減する効果を期待できず、また、各線毎に独立したノーマルモードチョークコイルとコンデンサにより構成されたLC回路はそれぞれ個別に振動するから、負荷側の中性点電圧を必ずしも低減できず、漏洩電流の低減を期待できない。

【0029】また、共通コンデンサを接地接続したものでは、共通コンデンサを通った漏れ電流は全て接地側に流れ、モータに対する零相電圧を低減できるが、接地側に流れた電流は交流電源に帰還し、接地線の漏れ電流が増加することになり、この漏れ電流が増加すると、インバータの入力側に設けられる漏電遮断器が誤差動する不具合が生じる。

【0030】この発明は、上述のような問題点を解消するためになされたもので、比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用し、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減するフィルタを構成し、総じて小型低価格のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタを得ることを目的とする。

【0031】

【課題を解決するための手段】上述の目的を達成するために、この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、交流電源を整流することにより直流電圧に変換し、スイッチング素子の導通率を制御して前記直流電圧を交流に変換し、モータ等の電気機器を駆動するインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタにおいて、前記インバータと前記電気機器との間にコモンモードチョークコイルが接続され、前記コモンモードチョークコイルと前記電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の一方が接続され、前記直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された前記直列接続体の他端が前記交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されているものである。

【0032】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記仮想設置電位部が、交流電源の各線にそれぞれ接続された同一の静電容量のコンデンサの他端を共通に接続した共通接続点であるものである。

【0033】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記仮想設置電位部が、交流電位の各線のうち、接地した線であるものである。

【0034】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記仮想設置電位部が、交流電源を整流後の直流電圧の正電圧側、あるいは負電圧側、あるいは正電圧側と負電圧側のそれぞれに接続された2個のコンデンサの中間接続点であるものである。

【0035】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータのPWMのキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流がコモンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないように前記コンデンサと抵抗の値が設定されているものである。

【0036】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータのPWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第1の直列接続体と、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第2の直列接続体を備えるものである。

【0037】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記第2の直列接続体が、前記第1の直列接続体の抵抗に並列に接続されているものである。

【0038】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、コモンモードチョークコイルと各線に接続した直列接続体により構成されるフィルタ回路が複数段接続されているものである。

【0039】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、インバータの出力線を少なくとも一つの円筒状またはドーナツ状の磁性体に通すことによりコモンモードチョークコイルが構成されているものである。

【0040】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、インバータの出力線を通した円筒状の磁性体の外側を覆うシールド導体の電気機器側にコンデンサと抵抗の直列接続体の共通接続点が接続され、前記シールド導体のインバータ側が前記仮想設置電位部に接続されているものである。

【0041】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタは、前記直列接続体のコンデンサ

が前記コモンモードチョークコイルと電気機器とを接続するシールドケーブルの線間静電容量により与えられるものである。

【0042】

【発明の実施の形態】以下に図を参照して、この発明にかかるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの実施の形態について詳細に説明する。なお、この発明の実施の形態について、上述の従来例と同一の構成部分は、上述の従来例に付した符号と同一の符号を付してその説明を省略する。

【0043】実施の形態1. 図1は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態1のものを含むインバータ式駆動装置を示している。このインバータ式駆動装置では、インバータ100の出力線U、V、WにコモンモードチョークコイルLcが接続され、さらに、出力線U、V、Wはモータ101に接続される。

【0044】コモンモードチョークコイルLcとモータ101との間には、各出力線U、V、W毎に、それぞれコンデンサCb u、Cb v、Cb wと、抵抗Rbu、Rbv、Rbwによる直列接続体の一方が接続され、これらは他端をB点で共通接続されている。また、交流電源102の各線R、S、Tには同一静電容量のコンデンサCLr、CLs、CLtが接続され、これらは他端をL点で共通接続されている。共通接続点Lは交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点Bは共通接続点Lに導通接続されている。

【0045】上述のような回路において、コモンモードチョークコイルLcとコンデンサCb u、Cb v、Cb wはローパスフィルタを構成する。このローパスフィルタのカットオフ周波数はインバータのキャリア周波数より十分低く設定され、キャリア周波数において所望の減衰量が得られるようとする。

【0046】コンデンサCb u、Cb v、Cb wは、モータ101の浮遊容量に比べ十分大きく設定され、コモンモードチョークコイルLcが飽和しない静電容量に設定される。従って、0.005~0.05μF程度が適当である。抵抗Rbu、Rbv、Rbwは、上述のローパスフィルタの特性の主たる特性には関係が少なく、特に、出力U1、V1、W1の線間電圧変動における共振による電圧振動や、中性点電圧の電圧振動を抑制する。

【0047】コンデンサCLr、CLs、CLtは、同一容量のコンデンサで、コンデンサCb u、Cb v、Cb wに比べて十分大きな値に設定される。従って、共通接続点Lの電位は、仮想接地電圧VLになり、仮想接地電圧VLは交流電源102より高い周波数成分に対してはアース電圧VEとほぼ同電圧となる。ここに共通接続点Bを接続することにより、共通接続点Bは接地電位となり、電流IBによる電圧変動は無視できる。

【0048】共通接続点Bを共通接続点Lに接続する

と、共通接続点Bより流れる電流IBはコンデンサCLr、CLs、CLtを通り、交流電源102やインバータ100側に帰還する。共通接続点Lの仮想接地電圧VLは接地と同等の電位であるが、共通接続点Lは接地接続はされていないから、共通接続点Lに電流IBが流れ込んでも、接地電流にはならず、電源(商用周波数)に電流を帰還することができる。したがって、接地電流が増加する事なく、インバータの入力側に接地される漏電遮断器を誤動作させることがない。

10 【0049】キャリア周波数が15kHzの高周波のインバータでは、コモンモードチョークコイルLcのインダクタンスは50~100mH程度が必要である。このインダクタンスは、アモルファスコアなどの高い透磁率のコアを使用すれば、電線の巻回数として数ターンから20ターン程度で容易に得られ、コモンモードチョークコイルLcも、漏洩電流IBに対してのみ飽和しないようすればよいか、小型のコアで済む。

【0050】抵抗Rbu、Rbv、Rbwは、インバータ100のスイッチング素子TR1~TR6の漏洩電流に対する許容電流が、たとえば1Aの時、電圧の変化が200Vであれば、200Ω以上の値に設定する。

【0051】整理すれば、コンデンサCb u、Cb v、Cb w、抵抗Rbu、Rbv、Rbwを通る漏洩電流IBがコモンモードチョークコイルLcの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータ100のスイッチング素子TR1~TR6がオンしたときに、その出力に接続されたコンデンサCb u、Cb v、Cb w、抵抗Rbu、Rbv、Rbwに流れる電流が、スイッチング素子TR1~TR6の許容電流を越えないよう、コンデンサCb u、Cb v、Cb wと抵抗Rbu、Rbv、Rbwの値が設定される。このように設定することにより、線間及び、漏洩電流は所望の電流値以下に制限され、スイッチング素子TR1~TR6のスイッチング特性に負担をかけない。

【0052】また、抵抗Rbu、Rbv、Rbwは、コモンモードチョークコイルLcの有するノーマルモード成分のインダクタンスと、コンデンサCb u、Cb v、Cb wが共振するのを防止し、共振による高周波の線間電流が流れないようにし、また、コモンモードチョークコイルLcのコモンモード成分のインダクタンスとコンデンサCb u、Cb v、Cb wが共振するのを防止し、共振による高周波の漏洩電流が流れないようにする。以上のように、抵抗Rbu、Rbv、Rbwが挿入されたことにより、特性のよい漏洩電流フィルタを実現できる。

【0053】図2は、図1の抵抗Rbu、Rbv、Rbw(以降、抵抗Rbu、Rbv、Rbwを総称して抵抗Rbと云うことがある)の抵抗値を変化させた時のフィルタとしての周波数特性を示している。コモンモードチョークコイルLcのインダクタンスが100mH、コン

デンサC_bu、C_bv、C_bwの静電容量が0.1μFにおいて、抵抗R_b=0の場合には、キャリア周波数の15KHzでは減衰率が38dBと高いが、1~2KHzの間に高いピークがあり、抵抗R_b=0及び抵抗R_bが小さい場合には、フィルタとしての特性がよくないことがわかる。抵抗R_b=3KΩの場合には、ピークは低く、減衰率も20dB近く減衰しているので、ローパスフィルタとして十分機能する。すなわち、抵抗R_bu、R_bv、R_bwを入れることにより、共振がなく、ローパスフィルタとしての特性のよいものが得られる効果がある。

【0054】図3は、コモンモードチョークコイルL_cのみを使用し、コンデンサC_bu、C_bv、C_bw及び、抵抗R_bu、R_bv、R_bwがなく、モータ101のみを接続した時の周波数特性を示している。モータ101の等価回路としては図24を使用している。

【0055】コモンモードチョークコイルL_cのインダクタンスを変えると、L_c=0の時は当然フィルタ効果はないが、L_c=25mH~L_c=200mHにおいて、すべて高いピークがある。このピークの周波数では、インバータ100の出力電圧の変化が増幅され、高電圧を発生してしまう。コモンモードチョークコイルL_cのインダクタンスの全範囲において、ピークが発生するので、コモンモードチョークコイルL_c単体による図28に示す従来例では実用にならないと云える。逆に、云えば、コンデンサC_b、抵抗R_bの直列接続体が必要不可欠と云える。

【0056】図4は、図1に示されているような漏洩電流フィルタの使用におけるインバータ出力線U、V、Wに対するU1、V1、W1の線間の減衰率を示している。

コンデンサC_bu、C_bv、C_bwは、0.1μF、コモンモードチョークコイルL_cのノーマルモードインダクタンスL_cnを10μHとした時、抵抗R_bu、R_bv、R_bwによる特性の変化を見るためのものである。

【0057】ノーマルモードインダクタンスL_cnとは、コモンモードチョークコイルと云っても、理想的なものは作製できなく、若干のノーマルモードのインダクタンスを有している。このインダクタンスはコモンモードのインダクタンスと比べて、遙かに小さな値であるが、必ず存在する。このときのインダクタンスをコモンモードチョークコイルL_cのノーマルモードインダクタンスL_cnとした。

【0058】抵抗R_bのない場合(R_b=0の時)は、ピークが発生しているのに対し、抵抗R_bを入れることにより全くピークはなく、また10MHz以上の高い周波数まで、その特性が変わらないということは、線間U1、V1、W1の波形に対しては影響を与えないということを示しており、また、インバータ100のスイッチング素子TR1~TR6に対しても影響を与えないことを示す。

【0059】すなわち、抵抗R_bを設けないと、ピークが生じ不具合となり、抵抗R_bを設けても線間波形には影響を与えず、また、スイッチング素子TR1~TR6の電流が増加することはないので、抵抗R_bu、R_bv、R_bwはこの発明のフィルタを構成するために必要である。

【0060】図5は交流電流が単相の場合の実施の形態を示している。単相交流電源102の仮想接地電位VLとして、コンデンサCLp、CLqを線P、Qに接続し、その他端の共通接続点Lと共通接続点Bとを接続する。以上のように構成することで、図1に示したインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタと同等の効果を奏する。

【0061】実施の形態2。図6は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態2のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルL_cとモータ101との間に接続されたコンデンサC_bu、C_bv、C_bwと、抵抗R_bu、R_bv、R_bwによる第1の直列接続体に加えて、コモンモードチョークコイルL_cとモータ101との間に、各出力線U、V、W毎に、コンデンサC_cu、C_cv、C_cwと、抵抗R_cu、R_cv、R_cwによる第2の直列接続体が接続され、これらは全てB点で共通接続されている。また、交流電源102の各線R、S、TにはコンデンサCLr、CLS、CLtが接続され、これらはL点で共通接続されている。共通接続点Lは実施の形態1と同様に、交流電源102より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点Bは共通接続点Lに導通接続されている。

【0062】コモンモードチョークコイルL_cとコンデンサC_bu、C_bv、C_bwは、実施の形態1と同様に、PWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する。また、コモンモードチョークコイルL_cとコンデンサC_cu、C_cv、C_cwはPWMキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する。コンデンサC_cu、C_cv、C_cwは、コンデンサC_bu、C_bv、C_bwに対して小さな値に設定され、たとえば100KHz以上の高い周波数を通すコンデンサとして働く。

【0063】抵抗R_cu、R_cv、R_cwは線間電圧が変化した時、コモンモードチョークコイルL_cのノーマルモードインダクタンスL_cnとコンデンサC_cu、C_cv、C_cwによる共振のピークを防止する。従って、抵抗R_cu、R_cv、R_cwはキャリア周波数での減衰特性には影響を与えずに高い周波数でのフィルタ特性を改善するために設定する。

【0064】実施の形態3。図7は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態3のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コ

モンモードチョークコイル L_c とモータ 101 との間にコンデンサ C_{bu} 、 C_{bv} 、 C_{bw} と、抵抗 R_{bu} 、 R_{bv} 、 R_{bw} による第1の直列接続体が接続されていることに加えて、コンデンサ C_{cu} 、 C_{cv} 、 C_{cw} と、抵抗 R_{cu} 、 R_{cv} 、 R_{cw} による第2の直列接続体が、コンデンサ C_{bu} 、 C_{bv} 、 C_{bw} に対しては直列に、抵抗 R_{bu} 、 R_{bv} 、 R_{bw} に対しては並列に接続されている。これらは全て B 点で共通接続されている。また、交流電源 102 の各線 R、S、T にはコンデンサ CL_r 、 CL_s 、 CL_t が接続され、これらは L 点で共通接続されている。共通接続点 L は実施の形態 1 と同様に、交流電源 102 より高い周波数成分に対して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点 B は共通接続点 L に導通接続されている。

【0065】コンデンサ C_{cu} 、 C_{cv} 、 C_{cw} と、抵抗 R_{cu} 、 R_{cv} 、 R_{cw} による第2の直列接続体は、抵抗 R_{bu} 、 R_{bv} 、 R_{bw} に並列に接続され、コンデンサ C_b とコンデンサ C_c は 10:1 程度の容量差を付けて設定することにより、実施の形態 3 でも、周波数特性としては、実施の形態 2 のものと殆ど同等の特性が得られる。

【0066】実施の形態 2 の場合、コンデンサ C_c にはインバータの出力電圧が直接作用するので、高電圧のコンデンサが必要であるが、実施の形態 3 では、コンデンサ C_c には抵抗 R_b の電圧のみが加わるので、低電圧のコンデンサで済むという利点がある。また、キャリア周波数の高調波成分を抵抗 R_c で電力消費するので、抵抗 R_b の消費成分を少なくすることができる効果がある。

【0067】図 8 は、実施の形態 2、3 のインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの減衰特性を示したもので、コモンモードチョークコイル $L_c = 100\text{ mH}$ 、コンデンサ $C_b = 0.03\text{ }\mu\text{F}$ 、抵抗 $R_b = 3\text{ K}\Omega$ 、コンデンサ $C_c = 0.0033\text{ }\mu\text{F}$ の時、抵抗 $R_c = 0 \sim 100\text{ }\Omega$ 変化させたものである。周波数 15 KHz においては、抵抗 R_c の値は無関係であることがわかる。また、100 KHz 以上では、抵抗 R_c の値に拘わらず、50 dB 以上の高い減衰特性を示しており、PWM インバータ駆動機器の漏洩電流低減フィルタとして十分なフィルタ特性を示している。また、抵抗 R_c は、主として 1MHz 以上の高い周波数に影響があるが、減衰特性は十分である。

【0068】図 9 は、実施の形態 2、3 に於けるコモンモードチョークコイル L_c のノーマルモードインダクタンス L_{cn} とコンデンサ C_c の周波数特性に対する抵抗 R_c の影響を示したもので、インバータ出力線 U、V、W の線間電圧の変化におけるコモンモードチョークコイル L_c のモータ 101 側の電圧 U_1 、 V_1 、 W_1 の変化の比を表している。ノーマルモードインダクタンス $L_{cn} = 10\text{ }\mu\text{H}$ 、コンデンサ $C_b = 0.033\text{ }\mu\text{F}$ 、コンデンサ $C_c = 0.0033\text{ }\mu\text{F}$ 、抵抗 $R_b = 3\text{ K}\Omega$ の

時、抵抗 $R_c = 0 \sim 50\text{ }\Omega$ 変化している。

【0069】抵抗 $R_c = 0\text{ }\Omega$ の時、1MHz 付近でピークが生じている。これはフィルタ特性としてはよくなく、抵抗 R_c が必要であることを示す。さらに、高い周波数において、図 4 に示したコンデンサ C_c と抵抗 R_c がない場合の減衰特性に比べて 1MHz 程度の低い周波数から高い減衰率を得ている。このことは、線間のサージ電圧を抑制し、さらに高周波ノイズ電圧も抑制する効果があることを示す。

【0070】図 10 は、実施の形態 3 において、コモンモードチョークコイル $L_c = 50\text{ mH}$ 、コンデンサ $C_b = 0.0047\text{ }\mu\text{F}$ 、コンデンサ $C_c = 0.0022\text{ }\mu\text{F}$ 、抵抗 $R_b = 2.2\text{ K}\Omega$ 、抵抗 $R_c = 47\text{ }\Omega$ を使用して、モータ 101 の漏洩電流を測定したものである。インバータの出力 U、V、W の中性点電圧は VP と VN 間の高い電圧をスイッチング素子 TR1 ～ TR6 の速いスイッチング速度で変化するが、モータ 101 の中性点電圧 VSL1 はほぼ滑らかな波形となっている。

【0071】従って、モータ 101 の漏洩電流 I_M の波高値 10mA 以下になり、従来の図 26 のピーク 1.5A と比べて 1/100 以下に低減され、さらに、コモンモードチョークコイル L_c の共振による振動もなく、モータの漏れ電流を低減できることがわかる。

【0072】実施の形態 4。図 11 はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態 4 のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、図 7 に示されているフィルタ回路と同等のフィルタ回路 105、106 が 2 段接続されている。

【0073】1 段目のフィルタ回路 105 は、コモンモードチョークコイル L_{c1} と、コモンモードチョークコイル L_{c1} とモータ 101 との間に各出力線 U、V、W 每に接続されたコンデンサ C_{bu1} 、 C_{bv1} 、 C_{bw1} と、抵抗 R_{bu1} 、 R_{bv1} 、 R_{bw1} による第1の直列接続体と、コンデンサ C_{bu1} 、 C_{bv1} 、 C_{bw1} に対しては直列に、抵抗 R_{bu1} 、 R_{bv1} 、 R_{bw1} に対しては並列に接続されたコンデンサ C_{cu1} 、 C_{cv1} 、 C_{cw1} と、抵抗 R_{cu1} 、 R_{cv1} 、 R_{cw1} による第2の直列接続体とを有し、これらは全て B1 点で共通接続されている。

【0074】2 段目のフィルタ回路 106 は、コモンモードチョークコイル L_{c2} と、コモンモードチョークコイル L_{c2} とモータ 101 との間に各出力線 U2、V2、W2 每に接続されたコンデンサ C_{bu2} 、 C_{bv2} 、 C_{bw2} と、抵抗 R_{bu2} 、 R_{bv2} 、 R_{bw2} による第1の直列接続体と、コンデンサ C_{bu2} 、 C_{bv2} 、 C_{bw2} に対しては直列に、抵抗 R_{bu2} 、 R_{bv2} 、 R_{bw2} に対しては並列に接続されたコンデンサ C_{cu2} 、 C_{cv2} 、 C_{cw2} と、抵抗 R_{cu2} 、 R_{cv2} 、 R_{cw2} による第2の直列接続体とを有し、これらは全て B2 点で共通接続されている。

【0075】また、交流電源102の各線R、S、TにはコンデンサCL_r、CL_s、CL_tが接続され、これらはL点で共通接続されている。共通接続点Lは実施の形態1と同様に、交流電源102より高い周波数成分に對して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなし、共通接続点B1とB2が共に共通接続点Lに導通接続されている。

【0076】この実施の形態では、フィルタ回路105、106が2段接続されているから、1段のものに比べてさらに高い減衰特性が得られる。逆に、コモンモードチョークコイルL_{c1}、L_{c2}、及びコンデンサC_b、C_cを小さな値にしても同等の減衰特性が得られ、それぞれの素子を小さくすることができ、小型、低価格が可能となる。また、コンデンサC_b、C_cが小さくできると、抵抗R_b、R_cの消費電力も小さくなり、さらに小型になる。

【0077】図12は、この図11の回路の実際の特性である。コモンモードチョークコイルL_{c1}=20mH、コモンモードチョークコイルL_{c2}=70mH、コンデンサC_{b1}、C_{b2}=0.01μF、コンデンサC_{c1}、C_{c2}=0.0022μF、抵抗R_{b1}、R_{b2}=2.2KΩ、抵抗R_{c1}、R_{c2}=47Ωの時、インバータの中性点電圧変動V_{SL}に対してモータ101の中性点電圧V_{SL2}は滑らかな波形になり、モータ101の漏洩電流I_Mは2mA程度にまで低減し、漏洩電流I_Mの低減効果が非常に大きい。

【0078】図13は、フィルタ回路105、106、107が3段接続されており、更にフィルタ減衰特性を改善できる。同様に、さらに多段にすれば、特性改善になることは云うまでもない。

【0079】また、図14に示されているように、交流電源102の線R、S、Tのうちの一線が接地されている場合には、たとえばS相がアースに接地されている場合には、フィルタ回路の接続点Bは、S相に接続すればよく、この接続で、上述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。このような接続の場合は、図15に示されているように、交流電源102における線間にコンデンサCR_S、C_{ST}を設け、高周波領域において、各線R、S、Tの電位が同電位になるようにすることができる。

【0080】実施の形態5。図16は、この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態5のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルL_cと、コンデンサC_b_u、C_b_v、C_b_wと、抵抗R_b_u、R_b_v、R_b_w、コンデンサC_c_u、C_c_v、C_c_wと、抵抗R_c_u、R_c_v、R_c_wによるフィルタ回路の共通接続点Bがインバータ100の直流電圧の負電圧側VNに接続されている。

【0081】交流電源を整流した後の直流電位の部分で

は、整流器が商用周波数の交流電圧を整流しており、交流電源の線R、S、Tとのキャリア周波数以上での交流的電位はほぼ同等であり、インバータ100の直流電圧の負電圧側VNが交流電源102より高い周波数成分に對して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなす。したがって、この実施の形態でも前述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。

【0082】実施の形態6。図17はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態6のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルL_cと、コンデンサC_b_u、C_b_v、C_b_wと、抵抗R_b_u、R_b_v、R_b_w、コンデンサC_c_u、C_c_v、C_c_wと、抵抗R_c_u、R_c_v、R_c_wによるフィルタ回路の共通接続点Bがインバータ100の直流電圧の正電圧側VPに接続されている。

【0083】交流電源を整流した後の直流電位の部分では、整流器が商用周波数の交流電圧を整流しており、交流電源の線R、S、Tとのキャリア周波数以上での交流的電位はほぼ同等であり、インバータ100の直流電圧の正電圧側VPが交流電源102より高い周波数成分に對して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなす。したがって、この実施の形態でも前述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。

【0084】実施の形態7。図18はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態7のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、インバータ100の直流電圧の正電圧側VPと負電圧側VNとが2個のコンデンサ108、109により接続され、コンデンサ108、109の中間接続点Aとフィルタ回路の共通接続点Bとが接続されている。

【0085】この場合も、中間接続点Aでは、交流電源の線R、S、Tとのキャリア周波数以上での交流的電位はほぼ同等であり、中間接続点が流電源102より高い周波数成分に對して接地と同等の電位をもつ仮想接地電位部をなす。したがって、この実施の形態でも前述の実施の形態のものと同等の作用、効果が得られる。

【0086】実施の形態8。図19はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルL_cは、複数個の円筒状またはドーナツ状の、または単体で長い円筒状の磁性体コア110、111～112、113にインバータの出力線U、V、Wを通すことにより構成されている。磁性体コア110～113は、フェライトコア、アモルファスコア、パーマロイなどの高透磁率のコアがよい。また、磁性体コアの個数の多いほど、大きなインダクタンスが得られる。また、共通接続点Bと共通接続点Lとの接続電線144は磁性体コア110～113の外側に添わせて配線する。

【0087】以上のような構成により、実施の形態1と同等のPWMインバータ駆動機器の漏洩電流低減フィルタが得られる。また、磁性体コア110～113に通した線は磁性体コア間の間隔を開けると、可撓性があるので、インバータ100とモータ101の配線の一部としても使用できる効果がある。

【0088】また、図20に示されているように、磁性体コア110～113に添わせて配線する接続電線144の代わりに、磁性体コア110～113の外側にシールド導体115を設け、このシールド導体115のモータ101側を共通接続点Bに接続し、インバータ100側を共通接続点Lに接続することによって、同等の効果を奏する。シールド導体115は、銅編組線等を使用すれば、可撓性もあり、ノイズ等の空中への放射も少なくできる効果がある。また、モータ101への配線が長い場合、図19のものにおいては、接続電線144のインダクタンスがフィルタ特性を悪くしてしまうが、シールド導体115にすることによって、配線を長くしても良好なフィルタ特性が得られる。

【0089】実施の形態9、図21はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態9のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、モータ101とコモンモードチョークコイルLcとの接続が3線シールドケーブル116により行われ、シールドケーブル116のインバータ100側のシールドに抵抗Rbが接続され、この抵抗Rbが交流電源102の共通接続点Lに接続されている。シールドケーブル116の等価回路は図22に示されている。

【0090】フィルタ回路を構成するコンデンサCb u、Cb v、Cb wは3線シールドケーブル116における線間の静電容量によって得られ、各線の抵抗Rb u、Rb v、Rb wの線間電圧変動による電流増加は少ないので、一つの抵抗Rbを付けるだけで、実施の形態1と同等の特性を安価、容易に実現できる。シールドケーブル116の長さは、ケーブルにもよるが、一般的に数メートルあれば十分であり、インバータ100とモータ101を接続する配線として使用できる効果がある。

【0091】なお、これらの実施例では、インバータを例にとって説明したが、交流を入力とし、各種の電力制御をPWM制御により行う電気機器も同様に適用できる。また、負荷としてモータを例に取ったが、他の電気機器であっても同様であることは云うまでもない。同様な例としては、同期モータやサーボモータドライブ装置などがある。また、インバータの出力は三相のものを例にしたが、単相または多相であっても同等の効果を奏する。また、各実施の形態の組み合わせは任意に変更できることは云うまでもない。

【0092】

【発明の効果】以上の説明から理解される如く、この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ

によれば、インバータと電気機器との間にコモンモードチョークコイルが接続され、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の一方が接続され、その直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された直列接続体の他端が交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されているから、比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0093】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、仮想設置電位部が、交流電源の各線にそれぞれ接続された同一の静電容量のコンデンサの他端を共通に接続した共通接続点とされているから、比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0094】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、仮想設置電位部が、交流電位の各線のうち、接地した線とされているから、比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0095】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、仮想設置電位部が、交流電源を整流後の直流電圧の正電圧側、あるいは負電圧側、あるいは正電圧側と負電圧側のそれぞれに接続された2個のコンデンサの中間接続点とされているから、比較的小型のコモンモードチョークコイルとコンデンサを使用でき、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0096】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータのPWMのキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流がコモンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないように前記コンデンサと抵抗の値が設定されているから、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共

振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【0097】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータのPWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第1の直列接続体と、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第2の直列接続体を備えるものでから、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰する効果も得られる。

【0098】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、第2の直列接続体が、第1の直列接続体の抵抗に並列に接続されているから、第2の直列接続体のコンデンサは低電圧のコンデンサで済むという利点が得られ、また、キャリア周波数の高調波成分を第2の直列接続体の抵抗で電力消費するので、第1の直列接続体抵抗の消費成分を少なくすることができる効果がある。

【0099】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コモンモードチョークコイルと各線に接続した直列接続体により構成されるフィルタ回路が複数段接続されているから、その段数に応じてフィルタ減衰特性を更に改善できる。

【0100】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、インバータの出力線を少なくとも一つの円筒状またはドーナツ状の磁性体に通すことによりコモンモードチョークコイルが構成されているから、設計の自由度が高いコモンモードチョークコイルが容易に得られる。

【0101】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、インバータの出力線を通した円筒状の磁性体の外側を覆うシールド導体の電気機器側にコンデンサと抵抗の直列接続体の共通接続点が接続され、シールド導体のインバータ側が仮想設置電位部に接続されているから、配線が長い場合においても、良好なフィルタ特性が得られる。

【0102】 つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、直列接続体のコンデンサがコモンモードチョークコイルと電気機器とを接続するシールドケーブルの線間静電容量により与えられるから、漏洩電流低減フィルタを安価、容易に実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態1のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図2】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図3】 コモンモードチョークコイルのみを使用した場合のフィルタの特性を示すグラフである。

【図4】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図5】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態1のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図6】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態2のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図7】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態3のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図8】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図9】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図10】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図11】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図12】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタの特性を示すグラフである。

【図13】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図14】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図15】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態4のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図16】 この発明による駆動機器の漏洩電流低減フィルタの実施の形態5のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図17】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態6のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図18】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態7のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図19】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図20】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置の他の例を示す回路図である。

【図21】 この発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態9のものを含むインバータ式駆動装置を示す回路図である。

【図22】 この発明によるインバータ式駆動装置の漏

渋電流低減フィルタの実施の形態9のシールドケーブルを示す等価回路である。

【図23】 インバータによるモータ駆動装置の従来例を示す回路図である。

【図24】 モータの等価回路を示す回路図である。

【図25】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

【図26】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

【図27】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

【図28】 インバータによるモータ駆動装置の従来例を示す回路図である。

【図29】 従来におけるインバータ装置の動作を示す波形図である。

【図30】 インバータによるモータ駆動装置の他の従来例を示す回路図である。

【図31】 インバータによるモータ駆動装置の他の従来例を示す回路図である。

【図32】 電力供給装置の従来例を示す回路図である。

【図33】 入出力非絶縁型の電力変換装置の従来例を示す回路図である。

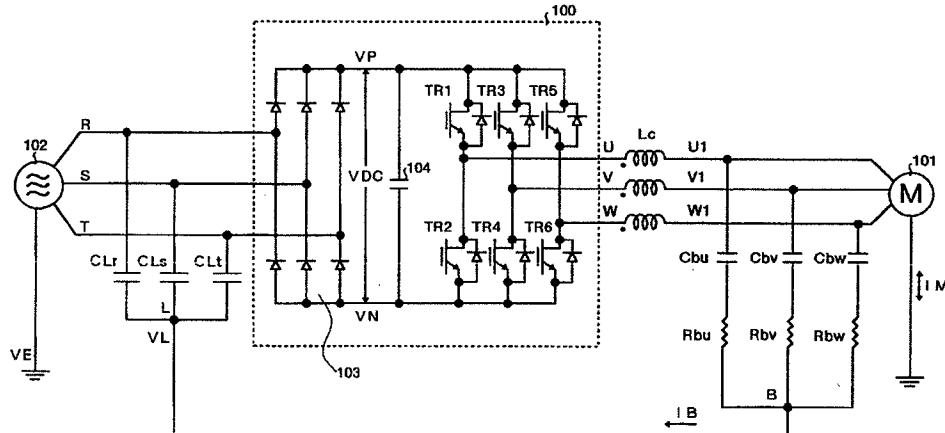
【図34】 入出力非絶縁型の電力変換装置の従来例を示す回路図である。

【図35】 インバータによるモータ駆動装置の他の従来例を示す回路図である。

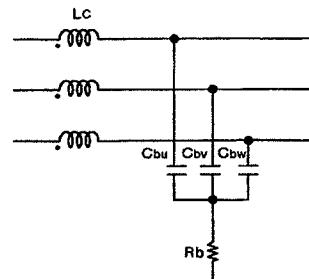
【符号の説明】

100 インバータ、101 モータ、102 交流電源、103 整流回路、104 コンデンサ、105～107 フィルタ回路、110～113 磁性体コア、114 接続電線、115 シールド導体、116 シールドケーブル、TR1～TR6 スイッチング素子、Lc コモンモードチョークコイル、Cbu, Cbv, Cbw コンデンサ、Rbu, Rbv, Rbw 抵抗、Ccu, Ccv, Ccw コンデンサ、Rcu, Rcv, Rcw 抵抗。

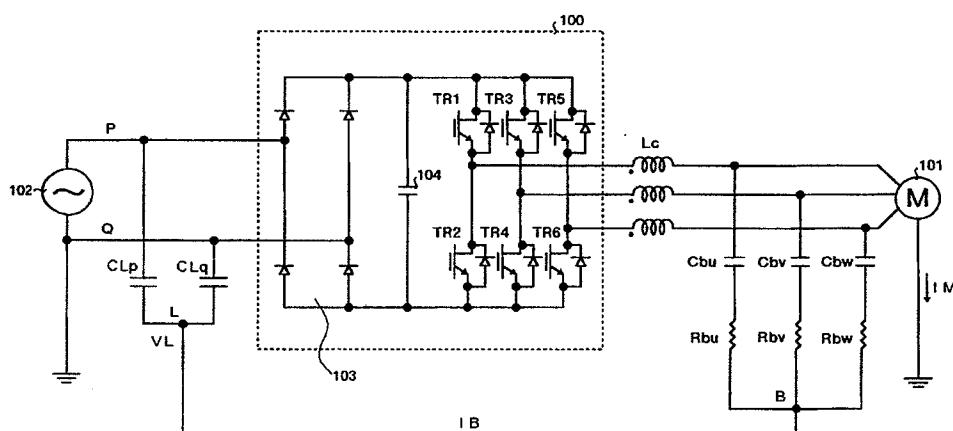
【図1】



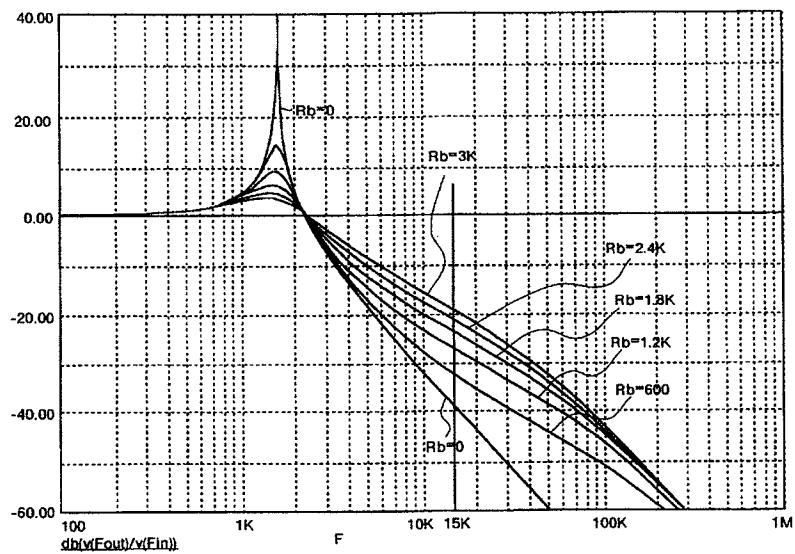
【図2】



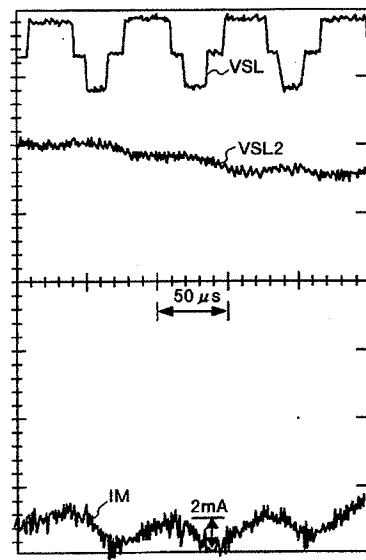
【図5】



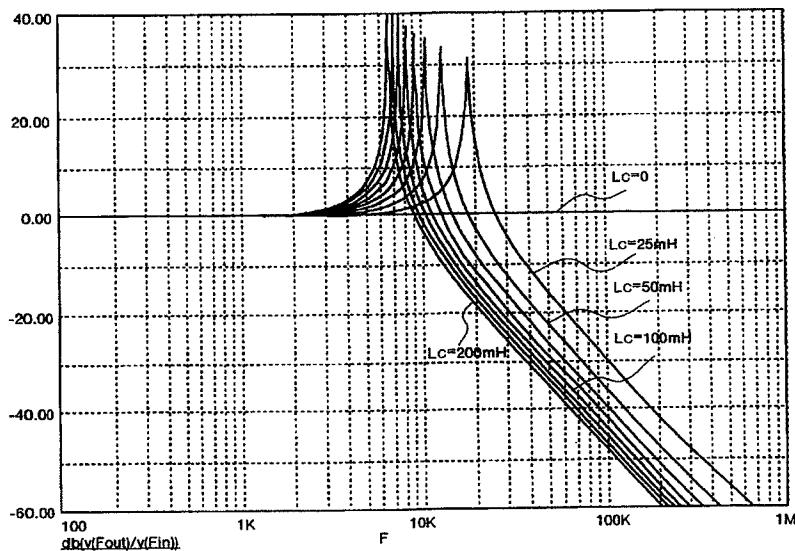
【図2】



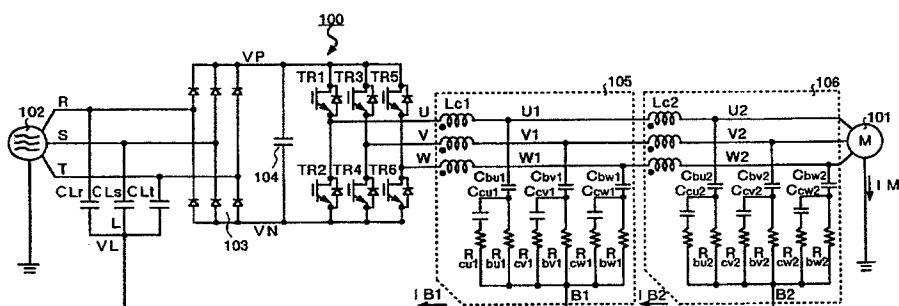
【図12】



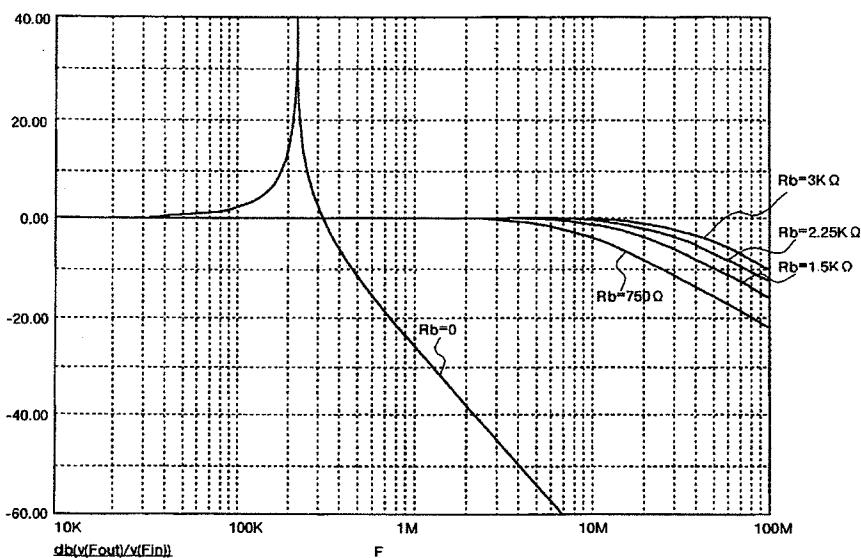
【図3】



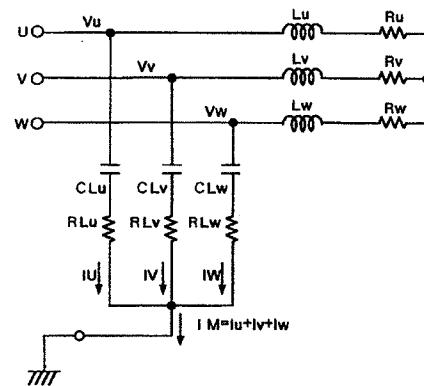
【図11】



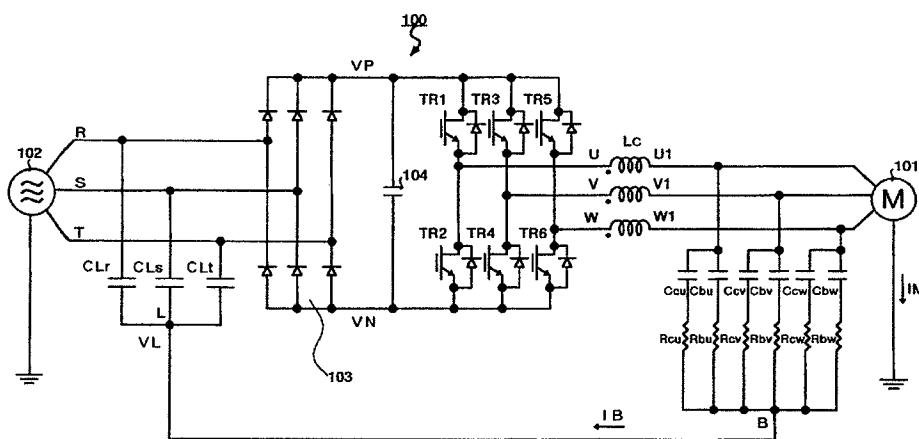
【図4】



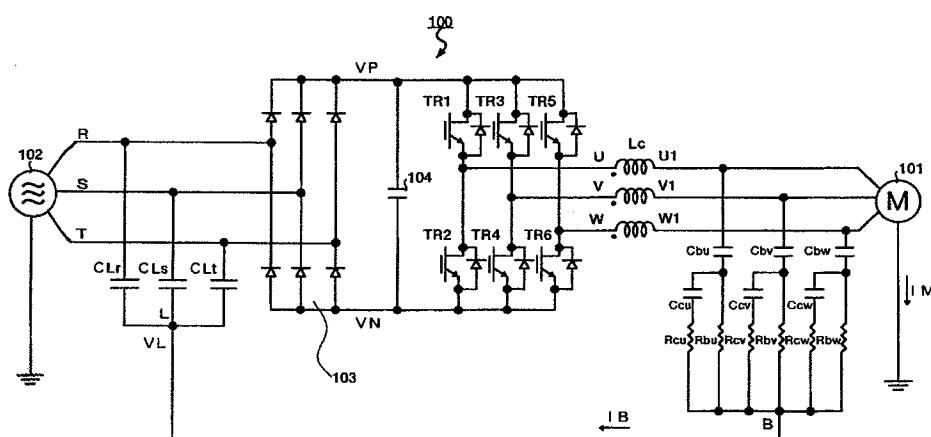
【図24】



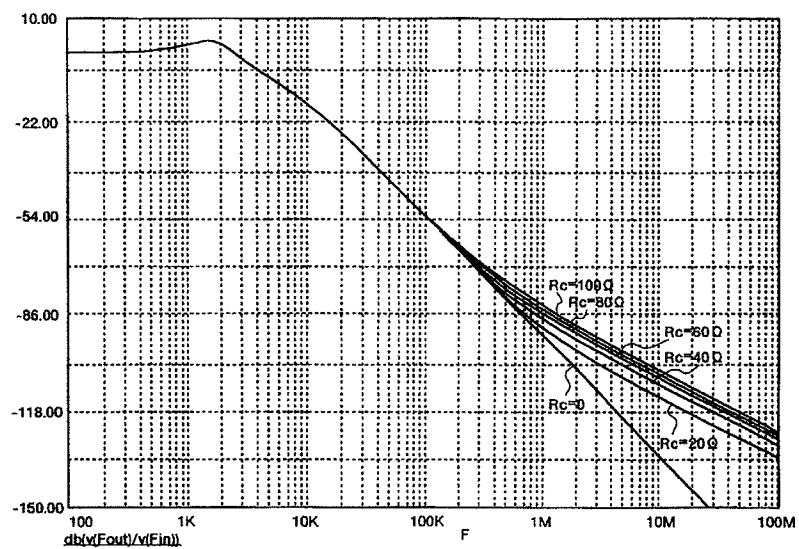
【図6】



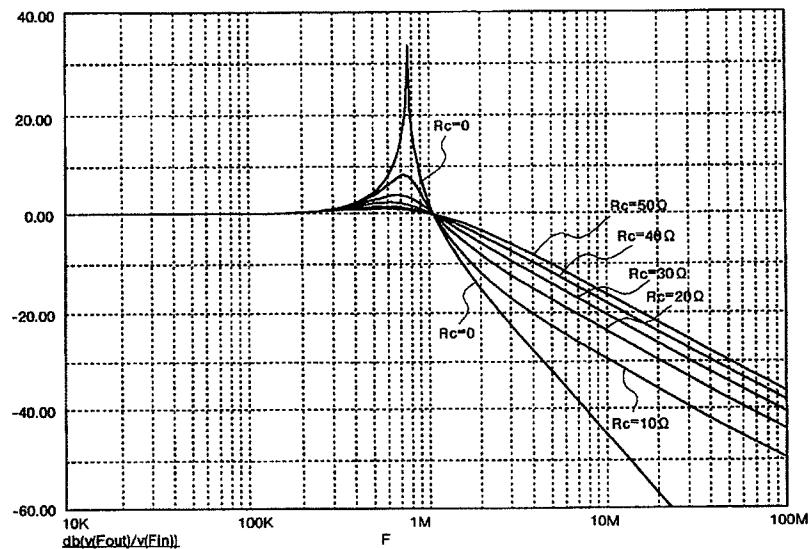
【図7】



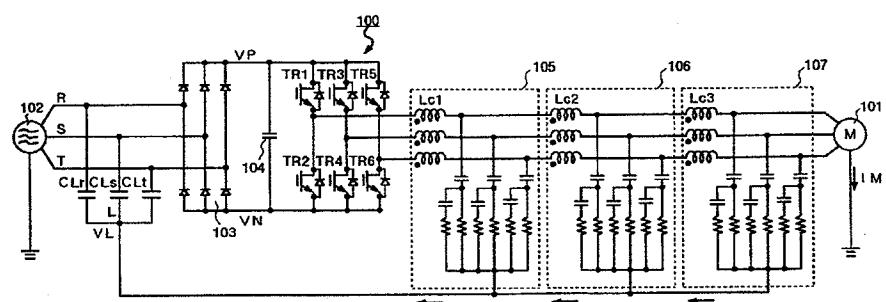
【図8】



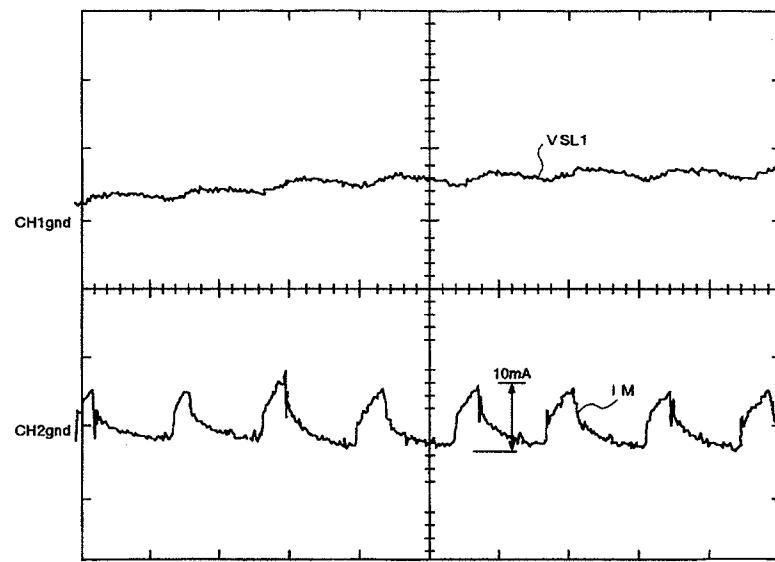
【図9】



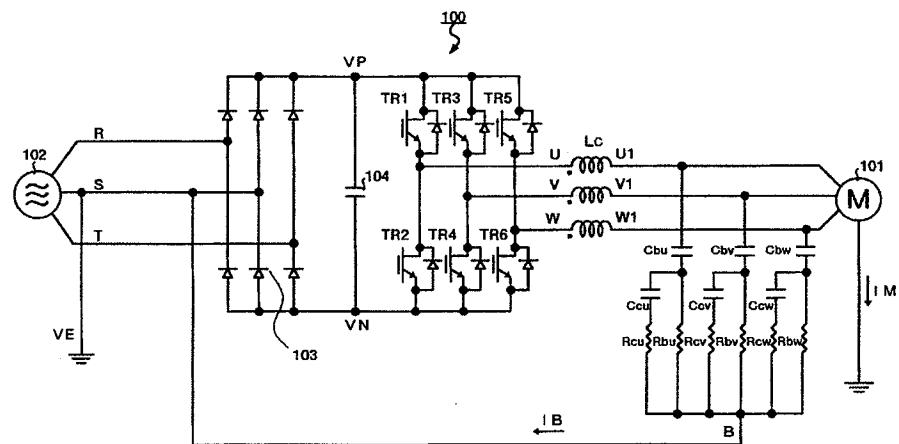
【図13】



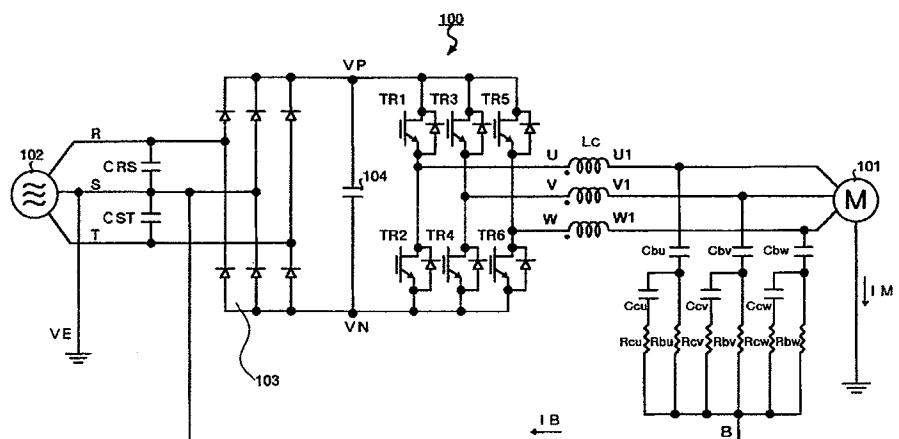
【図10】



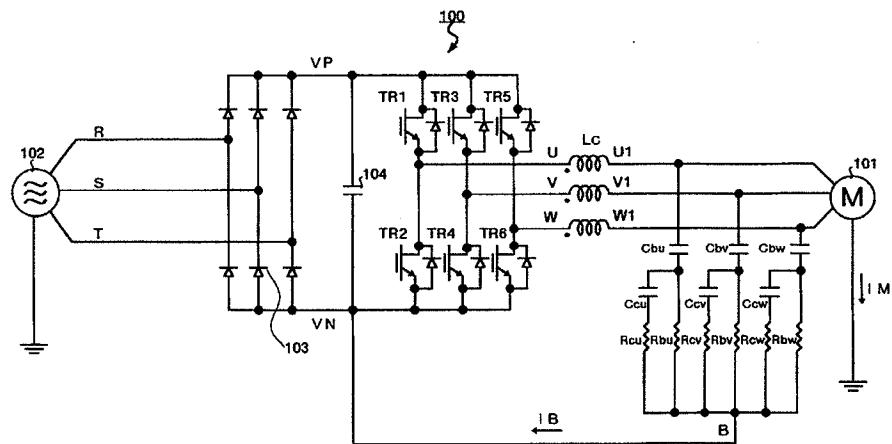
【図14】



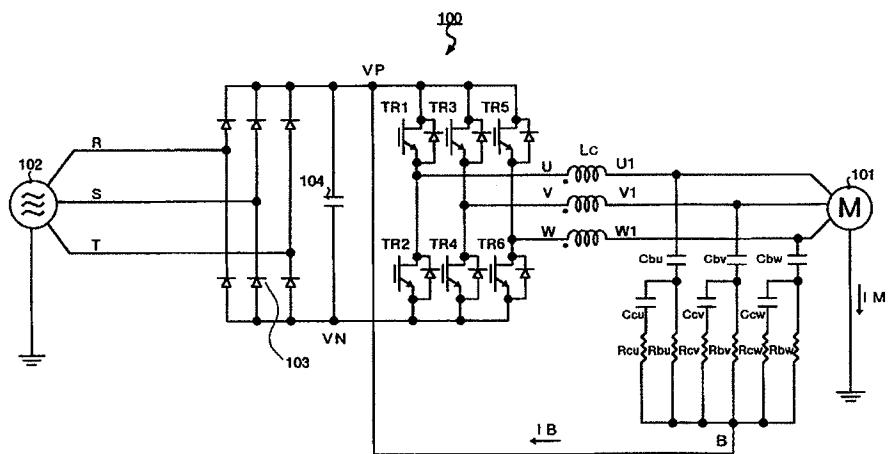
【図15】



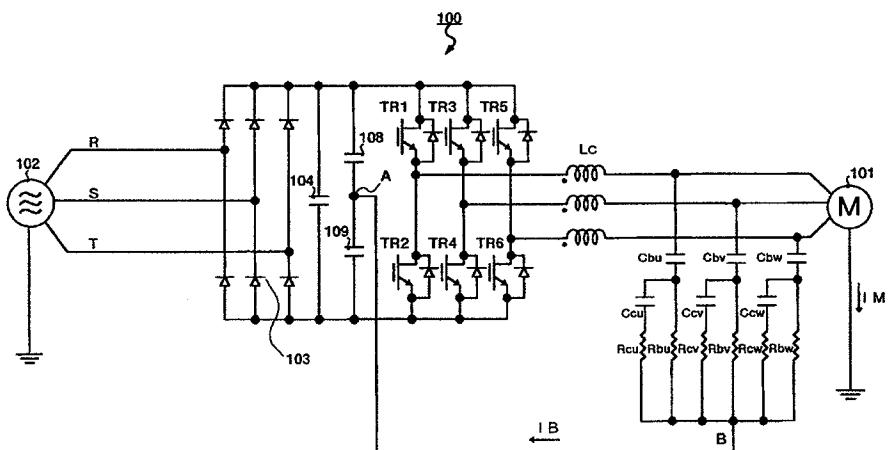
【図16】



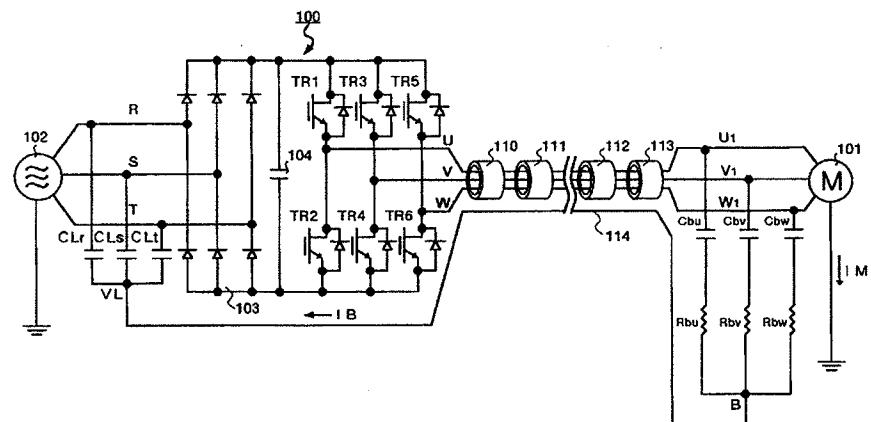
【図17】



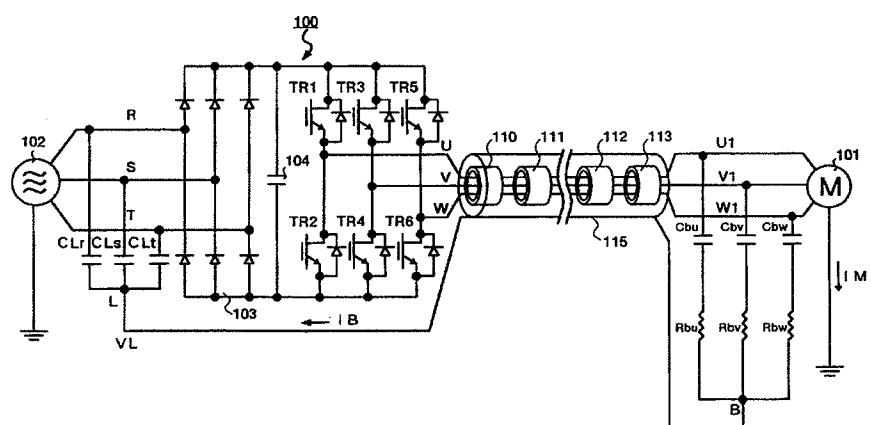
【図18】



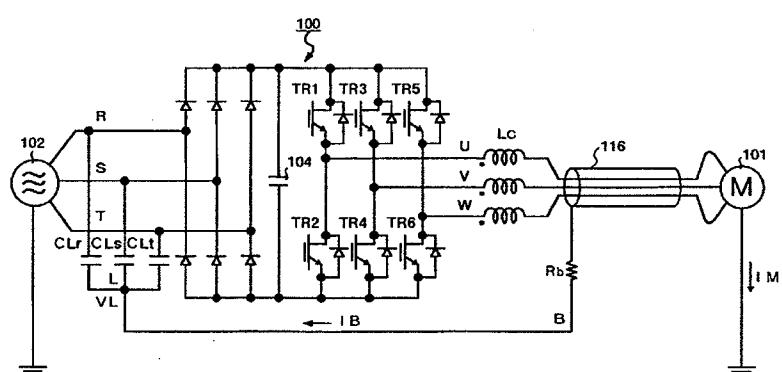
【図19】



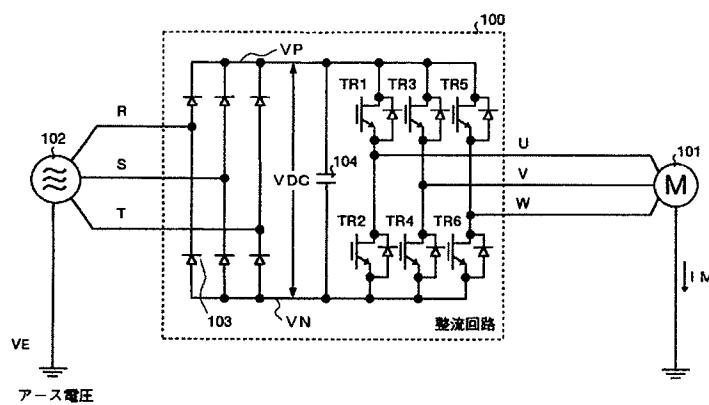
【図20】



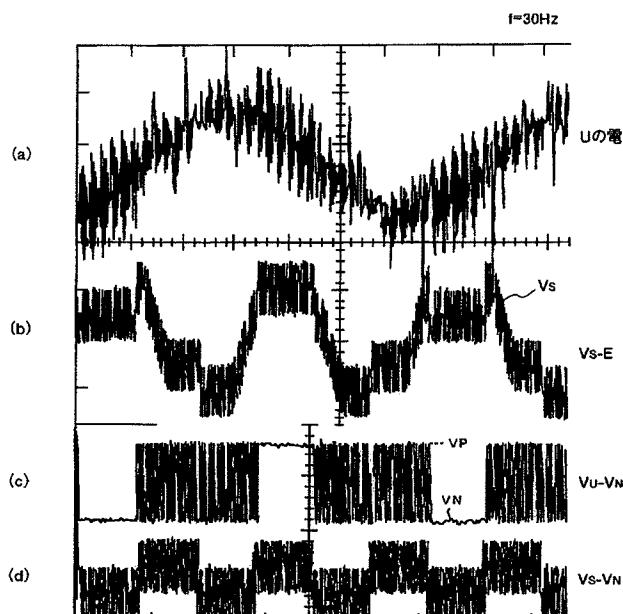
【図21】



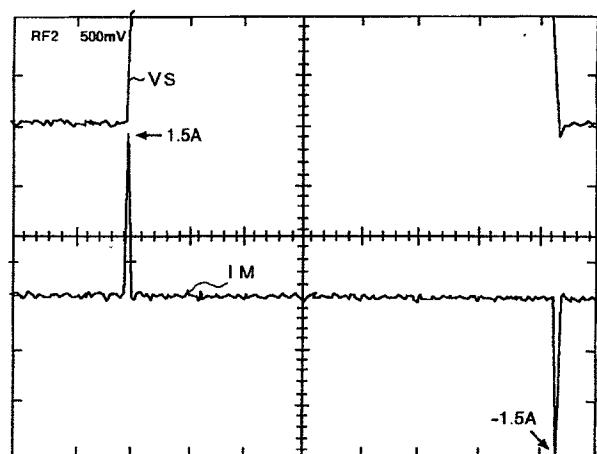
【図23】



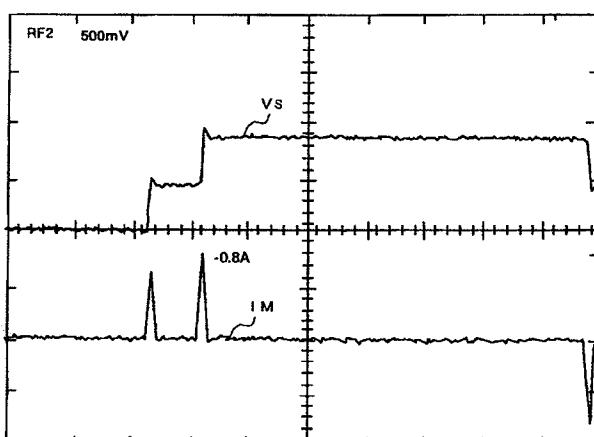
【図25】



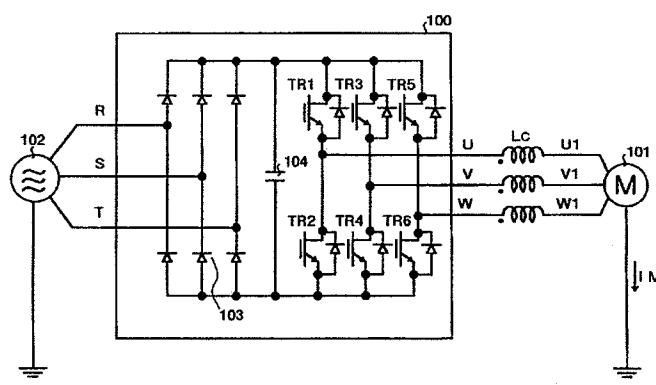
【図26】



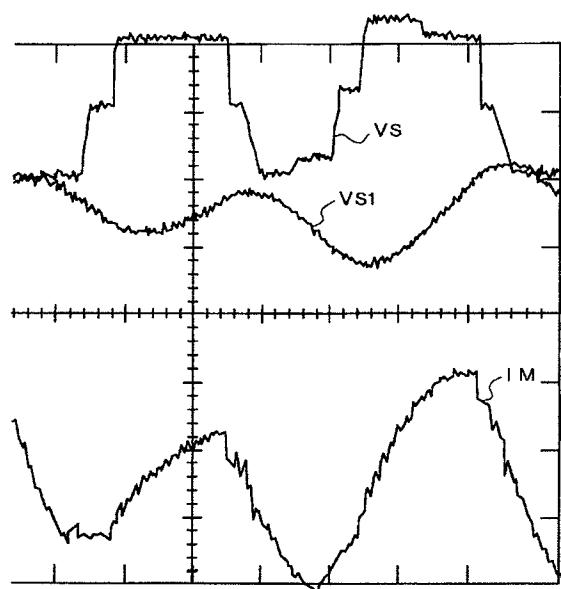
【図27】



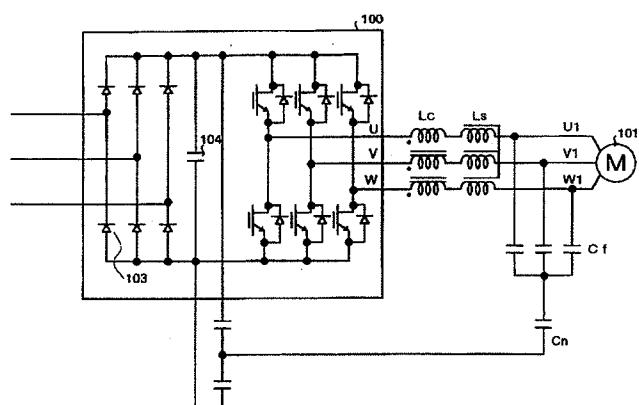
【図28】



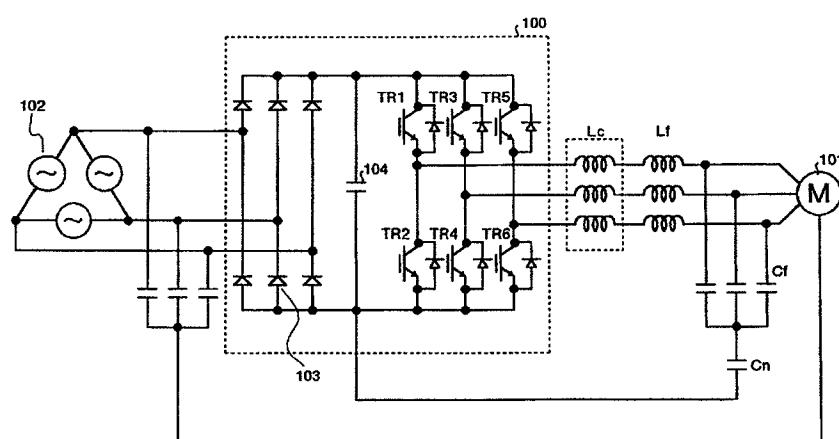
【図29】



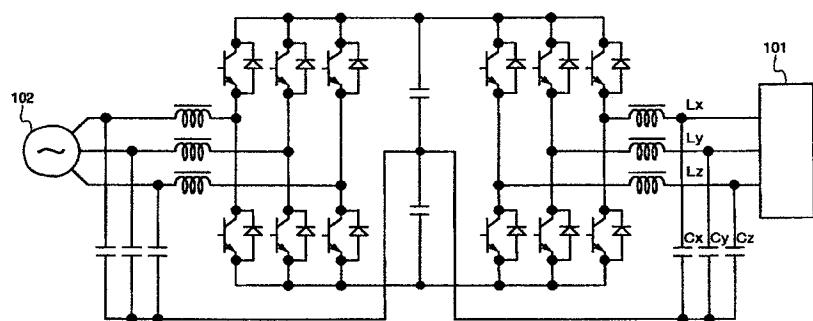
【図31】



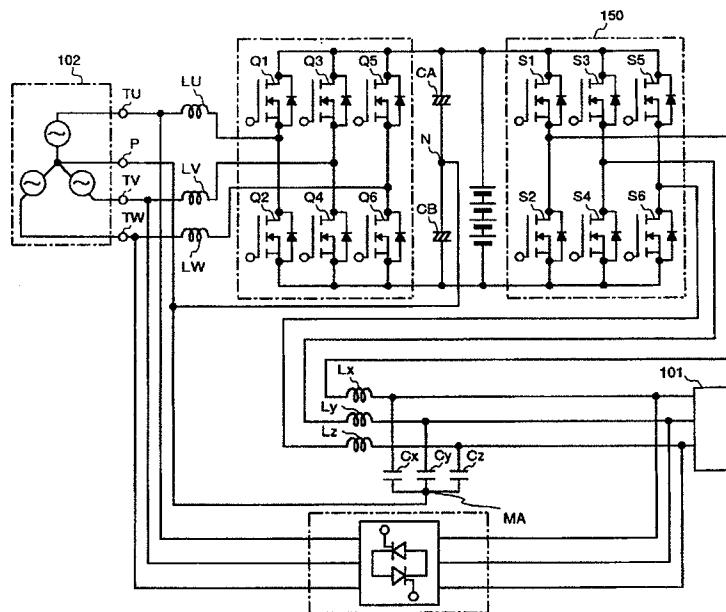
【図30】



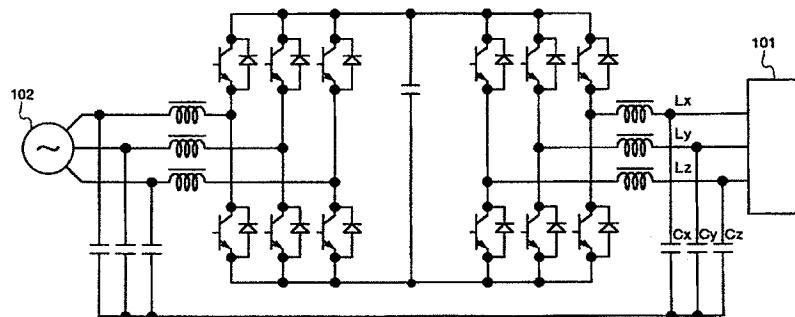
【図33】



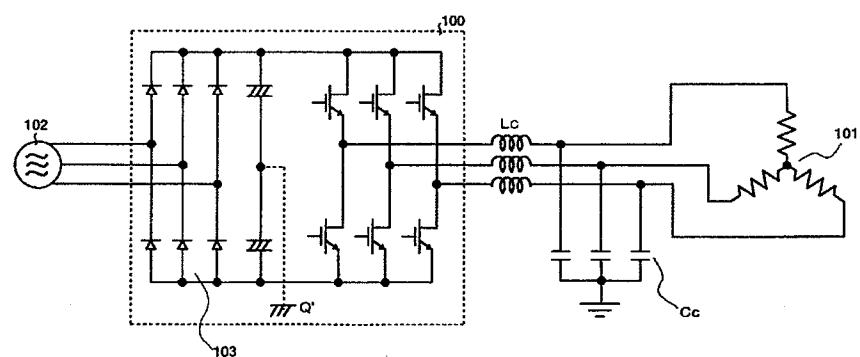
【図32】



【図34】



【図35】



【公報種別】特許法第17条の2の規定による補正の掲載
【部門区分】第7部門第4区分
【発行日】平成14年1月18日(2002.1.18)

【公開番号】特開2001-69762(P2001-69762A)
【公開日】平成13年3月16日(2001.3.16)
【年通号数】公開特許公報13-698
【出願番号】特願平11-246571
【国際特許分類第7版】

H02M 7/48

7/5387

H02P 7/63 302

【F I】

H02M 7/48 M

F

Z

7/5387 Z

H02P 7/63 302 C

【手続補正書】

【提出日】平成13年7月25日(2001.7.25)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項1】 交流電源を整流することにより直流電圧に変換し、スイッチング素子の導通率を制御して前記直流電圧を交流に変換し、モータ等の電気機器を駆動するインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタにおいて、

前記インバータと前記電気機器との間にコモンモードチョークコイルが接続され、前記コモンモードチョークコイルと前記電気機器間の各線にコンデンサと抵抗の直列接続体の一方が接続され、前記直列接続体の他端が共通接続され、共通接続された前記直列接続体の他端が前記交流電源より高い周波数成分に対して接地と同等の電位を持つ仮想接地電位部に接続されていることを特徴とするインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタ。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0008

【補正方法】変更

【補正内容】

【0008】しかし、たとえば、スイッチング素子TR1がオン、TR2がオフし、出力線Uの電圧VuだけがVNからVPに急峻に上昇すると、静電容量CLuと抵抗

RLuに漏洩電流Iuが流れる。この電流は出力線Vの電圧Vvが下降する時も、また出力線Wの電圧変動においても同様に漏洩電流Iv、Iwが流れる。従って、漏洩電流IMはIu、Iv、Iwの和として流れる。静電容量CLu、CLv、CLwの代表的な値は1000PF～5000PFの比較的小さな値であり、抵抗RLu、RLv、RLwの代表的な値も10～50Ωである。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0018

【補正方法】変更

【補正内容】

【0018】図31は、特開平9-84357号公報に開示されているインバータによるモータ駆動装置を示している。このモータ駆動装置で使用されているリアクトルLsは3相スター結線した特殊なリアクトルであるが、動作は図30に示されているノーマルモードチョークコイルLfと同等であり、リアクトルLsとコンデンサCfによりLCフィルタを構成している。この従来例のものも、図30に示されているものと同様に、大きいコモンモードチョークコイルLc、リアクトルLs、コンデンサCf、Cnが必要で、実用的でない。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0086

【補正方法】変更

【補正内容】

【0086】実施の形態8.

図19はこの発明による漏洩電流低減フィルタの実施の形態8のものを含むインバータ式駆動装置を示している。この実施の形態では、コモンモードチョークコイルLcは、複数個の円筒状またはドーナツ状の、または単体で長い円筒状の磁性体コア110、111～112、113にインバータの出力線U、V、Wを通すことにより構成されている。磁性体コア110～113は、フェライトコア、アモルファスコア、パーマロイなどの高透磁率のコアがよい。また、磁性体コアの個数の多いほど、大きなインダクタンスが得られる。また、共通接続点Bと共に接続点Lとの接続電線114は磁性体コア110～113の外側に添わせて配線する。

【手続補正5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0088

【補正方法】変更

【補正内容】

【0088】また、図20に示されているように、磁性体コア110～113に添わせて配線する接続電線114の代わりに、磁性体コア110～113の外側にシールド導体115を設け、このシールド導体115のモータ101側を共通接続点Bに接続し、インバータ100側を共通接続点Lに接続することによって、同等の効果を奏する。シールド導体115は、銅編組線等を使用すれば、可撓性もあり、ノイズ等の空中への放射も少なくできる効果がある。また、モータ101への配線が長い場合、図19のものにおいては、接続電線114のインダクタンスがフィルタ特性を悪くしてしまうが、シールド導体115にすることによって、配線を長くしても良好なフィルタ特性が得られる。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0096

【補正方法】変更

【補正内容】

【0096】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルとコンデンサ、抵抗によるローパスフィルタを構成し、その減衰特性がインバータのPWMのキャリア周波数において十分減衰する値であり、コンデンサ、抵抗を通る漏洩電流

がコモンモードチョークコイルの飽和磁束密度を越えない値であり、インバータのスイッチング素子がオンしたときにその出力に接続するコンデンサ、抵抗に流れる電流が、前記スイッチング素子の許容電流を越えないよう前記コンデンサと抵抗の値が設定されているから、接地線の漏れ電流の増加、線間の交流的短絡によるスイッチング素子の電流増加がなく、線間の共振及び中性点の共振もなく、高周波ノイズを低減できる。

【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0097

【補正方法】変更

【補正内容】

【0097】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、コモンモードチョークコイルと電気機器間の各線に接続したコンデンサと抵抗の直列接続体は、コモンモードチョークコイルと前記直列接続体によりインバータのPWMのキャリア周波数を減衰するローパスフィルタを構成する第1の直列接続体と、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰するローパスフィルタを構成する一つ以上の第2の直列接続体を備えるものであるから、インバータのPWMのキャリア周波数の高調波を減衰する効果も得られる。

【手続補正8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0098

【補正方法】変更

【補正内容】

【0098】つぎの発明によるインバータ式駆動装置の漏洩電流低減フィルタによれば、第2の直列接続体が、第1の直列接続体の抵抗に並列に接続されているから、第2の直列接続体のコンデンサは低電圧のコンデンサで済むという利点が得られ、また、キャリア周波数の高調波成分を第2の直列接続体の抵抗で電力消費するので、第1の直列接続体抵抗の消費成分を少なくすることができる効果がある。

【手続補正9】

【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図24

【補正方法】変更

【補正内容】

【図24】

